

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11) 特許番号

特許第3096734号

(P 3 0 9 6 7 3 4)

(45) 発行日 平成12年10月10日 (2000. 10. 10)

(24) 登録日 平成12年 8 月 11 日 (2000. 8. 11)

(51) Int. Cl. ⁷

識別記号

F I

H01Q 3/26

H01Q 3/26

Z

H04B 1/04

H04B 1/04

Z

7/08

7/08

D

15/00

15/00

請求項の数 2 (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平10-265787

(22) 出願日 平成10年 9 月 4 日 (1998. 9. 4)

(65) 公開番号 特開2000-82909 (P 2000-82909 A)

(43) 公開日 平成12年 3 月 21 日 (2000. 3. 21)

審査請求日 平成10年 9 月 4 日 (1998. 9. 4)

(73) 特許権者 391027413

郵政省通信総合研究所長

東京都小金井市貫井北町 4 丁目 2 番 1 号

(72) 発明者 大堂 雅之

神奈川県横須賀市光の丘 3 - 4 郵政省

通信総合研究所 横須賀無線通信研究セ
ンター内

(72) 発明者 三浦 龍

神奈川県横須賀市光の丘 3 - 4 郵政省

通信総合研究所 横須賀無線通信研究セ
ンター内

審査官 赤穂 隆雄

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 送信アレーアンテナの校正方法

1

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数のアンテナ素子で構成された送信アレーアンテナを備える送信系の各アンテナ素子に接続された各信号系統に、遅延回路を介さずに予め発生させた同期直交信号を入力し、所定の送信ビームパターンを得るための所定の励振分布を与え、所定の励振分布以外の不均一な振幅および位相を与えるアレーアンテナで送信し、

既知の方向に配置された受信系の 1 素子アンテナで受信し、該受信信号をデジタル信号に変換、分配した後、基準信号を用いずに、受信側で予め用意された既知の同期直交信号を用いて、予め定めた演算式に基づくデジタル演算処理、すなわち予め用意した各同期直交信号と受信信号との間で複素相関をとり、複素共役をとった後、信号のパワー、送信アンテナ素子数、送信アンテナ

2

における所定の励振分布、送信アンテナ素子の位置等により定まる振幅・位相を求めるデジタル演算処理を行って所定の励振分布以外に存在する振幅および位相を検出し、その不均一を相殺するための校正係数を求め、上記受信系で求めた校正係数を送信系に送り、送信系の各信号系統に乗算することで、各アンテナ素子の不均一性を打ち消すようにしたことを特徴とする送信アレーアンテナの校正方法。

【請求項 2】 複数のアンテナ素子で構成された送信アレーアンテナを備える送信系の各アンテナ素子に接続された各信号系統に、遅延回路を介さずに予め発生させた同期直交信号を入力し、所定の送信ビームパターンを得るための所定の励振分布を与え、とともに各信号に対応した直交マルチビームを形成し、その信号を所定の励振分布以外の不均一な振幅および位相を与えるアレーアン

テナで送信し、

既知の方向に配置された受信系の1素子アンテナで受信し、該受信信号をデジタル信号に変換、分配した後、基準信号を用いずに、受信側で用意された既知の同期直交信号を用いて、予め定めた演算式に基づくデジタル演算処理、すなわち予め用意した各同期直交信号と受信信号との間で複素相関をとり、空間離散フーリエ変換操作を行った後、複素共役をとり、信号のパワー、送信アンテナ素子数、送信アンテナにおける所定の励振分布、送信アンテナ素子の位置等により定まる振幅・位相を求めるデジタル演算処理を行って所定の励振分布以外に存在する振幅および位相を検出し、その不均一を相殺するための校正係数を求め、

上記受信系で求めた校正係数を送信系に送り、送信系の各信号系統に乗算することで、各アンテナ素子の不均一性を打ち消すようにしたことを特徴とする送信アレーアンテナの校正方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、複数のアンテナ素子より構成される送信アレーアンテナの各アンテナ素子の振幅・位相の不均一を校正する送信アレーアンテナの校正方法に関する。

【0002】

【従来の技術】複数のアンテナ素子より構成される送信アレーアンテナの振幅・位相を校正するための方法として、各素子アンテナに接続されている位相器を用い、一つの素子アンテナの位相を360°回転させたときのアレー合成電界の振幅変化を測定し、その結果を計算機で演算処理して、その素子の振幅と位相を求める、素子電界ベクトル回転法(第1の従来例)が知られている。この素子電界ベクトル回転法によれば、アンテナ素子や反射鏡自体を含む全線路における振幅・位相の不均一性を検出できるという特長を有する。

【0003】また、送信信号を適応フィルタに通した信号と受信信号との誤差の二乗平均を評価関数として、これを最小にするよう複素重みを計算することにより、送信アンテナ各素子の相対振幅・相対位相を求める手法

(第2の従来例)も知られている。この技術によれば、各アンテナ素子の振幅・位相を均一にするための計算を一括処理により行うことができ、送信アンテナ各素子の相対振幅・相対位相を求める計算時間を短縮できるという特長を有する。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、第1の従来例では、アレーアンテナのアンテナ素子数が多い場合、各アンテナ素子毎に位相を回転させて合成電力を測定する必要があるため、測定に時間がかかることになってしまう。また、1アンテナ素子当たりの送信電力が弱い場合、校正精度が十分確保できなくなるという問題点

もあった。

【0005】また、第2の従来例では、送信系と受信系にまたがる閉ループを構成しているため、その動作に不安定な要素が残るという問題点があった。

【0006】そこで、本発明は、以上の問題点を解決し、所定の励振分布以外の振幅と位相の不均一性を相殺するための係数を、高速かつ高い安定性のもとで得ることができ、高精度の校正を早く行うことが可能な送信アレーアンテナの校正方法を供給することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】したがって、請求項1に係る送信アレーアンテナの校正方法は、複数のアンテナ素子で構成された送信アレーアンテナを備える送信系の各アンテナ素子に接続された各信号系統に同期直交信号を入力し、所定の送信ビームパターンを得るための所定の励振分布を与え、所定の励振分布以外に存在する振幅特性および位相特性が不均一であるアレーアンテナで送信し、既知の方向に配置された受信系の1素子アンテナで受信し、該受信信号をデジタル信号に変換して、予め定めた演算式に基づくデジタル演算処理を行って所定の励振分布以外に存在する振幅誤差および位相誤差を検出し、その不均一を相殺するための校正係数を求め、上記受信系で求めた校正係数を送信系に送り、送信系の各信号各系統に乗算することで、各アンテナ素子の不均一性を打ち消すようにしたことを特徴とするものである。

【0008】また、請求項2に係る送信アレーアンテナの校正方法は、複数のアンテナ素子で構成された送信アレーアンテナを備える送信系で、複数の同期直交信号をデジタル信号処理部に入力し、各信号を分配し、適当な位相差を与えた後、各アンテナ素子系統に出力し、所定の送信ビームパターンを得るための所定の励振分布を与え、所定の励振分布以外に存在する振幅特性および位相特性が不均一であるアレーアンテナで送信し、既知の方向に配置された受信系の1素子アンテナで受信し、該受信信号をデジタル信号に変換して、予め定めた演算式に基づくデジタル演算処理を行って所定の励振分布以外に存在する振幅誤差および位相誤差を検出し、その不均一を相殺するための校正係数を求め、上記受信系で求めた校正係数を送信系に送り、送信系の各信号各系統に乗算することで、各アンテナ素子の不均一性を打ち消すようにしたことを特徴とするものである。

【0009】また、請求項3に係る送信アレーアンテナの校正方法は、請求項1又は請求項2において、受信系が行うデジタル演算処理を、予め用意した各同期直交信号と受信信号との間で複素相関をとり、複素共役をとった後、信号のパワー、送信アンテナ素子数、送信アンテナにおける所定の励振分布、送信アンテナ素子の位置等により定まる振幅・位相の演算としたことを特徴とするものである。

【0010】また、請求項4に係る送信アレーアンテナの較正方法は、請求項3において、受信系が行うデジタル演算処理に、空間離散フーリエ変換を含めるものとしたことを特徴とするものである。

【0011】

【発明の実施の形態】次に、添付図面に基づいて、本発明に係る送信アレーアンテナの較正方法を詳細に説明する。

【0012】図1に示すのは、本発明に係る送信アレーアンテナの較正方法を具現化できる送信系と受信系からなる第1実施形態である。この第1実施形態においては、送信系10のアレーアンテナを構成する各アンテナ素子#1～#Nごとに同期直交信号を入力して送信し、受信系20の単一のアンテナ素子21で受けた受信信号をデジタル信号処理することによって、送信アレーアンテナの較正を行うための較正係数を求めるものである。

【0013】送信系10のデジタル信号処理部11には、各アンテナ素子#1～#Nに対応する同期直交信号 $S_1 \sim S_N$ が入力され、各同期直交信号 $S_1 \sim S_N$ が振幅・位相の変動を受けた後、各アンテナ素子#1～#Nから放射される。なお、デジタル信号処理部11から出力された同期直交信号 $S_1 \sim S_N$ は、各D/Aコンバータによって高周波帯または中間周波帯のデジタル信号がアナログ信号に変換され、送信信号 $S'_1 \sim S'_N$ として各アンテナ素子#1～#Nから送信されるのである。

【0014】一方、受信系20は、上記送信系10に対して既知の方向に配置された1素子アンテナ21で受信し、A/Dコンバータによってデジタル信号に変換し

た受信信号をデジタル信号処理部22へ供給し、このデジタル信号処理部22では、この受信信号と予め受信側で用意された送信信号（同期直交信号）を利用して、送信アンテナ各系統における振幅・位相の不均一性を相殺するための較正係数を生成し、送信系10に送るのである。

【0015】上述した送信系10においては、N個の同期直交複素ベースバンド信号 S_n （ $n=1, 2, \dots, N-1, N$ ）をデジタル信号処理部11に入力し、ビーム形成のための複素重み付けを行わずにそのまま各系統に出力し、適当なサイドローブ特性を持たせるための所定の励振振幅係数 a_n （実数）が乗算される。デジタル信号処理部11からアンテナ素子#1～#Nまでの各系統がもつ振幅と位相の不均一性を複素数で表わした係数を e_n 。とすると、素子番号#nから放射される信号 S'_n は、下式【数1】で表わされる。

【0016】

【数1】

$$S'_n = S_n a_n e_n$$

【0017】また、各アンテナ素子#1～#Nから放射された信号 S'_n は空間的に合成され、送信アレーアンテナ正面から θ 方向で十分遠方に位置する受信系20のアンテナ21（1素子アンテナ）で受信される信号は下式【数2】で表わされる。

【0018】

【数2】

$$S \propto \sum_{n=1}^N S'_n e^{j\phi_n} = \sum_{n=1}^N S_n a_n e_n e^{j\phi_n}$$

【0019】ここで、 ϕ_n は送信アンテナ素子#nから受信アンテナ素子21までの送信位相分布を表わし、送信アンテナ素子#nの位置と θ で決定される。 ϕ_n は等間隔直線アレーアンテナの場合、下式【数3】で与えられる。

【0020】

【数3】

$$\phi_n = 2\pi \frac{x_n}{\lambda} \sin \theta$$

$$s_k \cdot s_m^* \cong \begin{cases} 1 (k=m) \\ 0 (k \neq m) \end{cases} \quad (*は複素共役を表わす。)$$

【0021】ここで、 x_n は送信アンテナ素子の位置を表わす座標値、 λ は送信搬送波の波長を表わす。

【0022】受信信号 S を準同期検波し、デジタル信号処理部22において、受信側であらかじめ用意された送信信号 S_n と複素相関（時間平均）をとると、下式

【数4】の関係から、不均一成分を表わす係数 e_n は下式【数5】で計算できる。

【0023】

【数4】

【0024】

【数5】

$$e_n \propto \frac{1}{a_n} e^{-j2\pi \frac{x_n}{\lambda} \sin \theta} S \cdot S_n^*$$

$$\hat{e}_n = \frac{1}{e_n} \propto a_n e^{j2\pi \frac{x_n}{\lambda} \sin \theta} \frac{(S \cdot S_n^*)^*}{|S \cdot S_n^*|^2} = a_n e^{j\phi_n} \frac{v_n^*}{|v_n^*|^2}$$

【0027】上記【数6】式より、受信信号Sと予め受信側で用意した送信信号との複素相関をとった後、複素共役をとり、適当な振幅・位相の重み付けを行い、出力された較正係数を送信系に送り、各系統に乗算することにより素子の不均一性を打ち消すことができるのである。

【0028】図2に示すのは、本発明に係る送信アレーアンテナの較正方法を具現化できる送信系と受信系からなる第2実施形態である。この第2実施形態において、送信系30のアレーアンテナから、同期直交信号に
20 応じたマルチビームを送信し、受信系40の単一のアンテナ素子41で受けた受信信号をデジタル信号処理することによって送信アレーアンテナの較正を行うための較正係数を求めるものである。

【0029】送信系30のデジタル信号処理部31には、同期直交信号 $S_1 \sim S_N$ が入力・分配され、適当な位相差を与えられた後、各アンテナ素子#1～#Nから放射される。なお、デジタル信号処理部31から各系統に出力された信号は、各D/Aコンバータによって高
30 周波帯または中間周波帯のデジタル信号からアナログ信号に変換され、各アンテナ素子#1～#Nから送信されるのである。

【0030】一方、受信系40は、上記送信系30に対して既知の方向に配置された1素子アンテナ41で受信

$$S = \sum_{\ell=1}^N \sum_{n=1}^N s_{\ell} e^{j2(n-1)(\ell-1)\pi/N} a_n e_n e^{j\phi_n}$$

【0033】ここで、 ϕ_n は送信系30のアンテナ素子#nから受信系40のアンテナ素子41までの送信位相分布を表わし、送信系40のアンテナ素子41の位置と θ で決定される。また、 ϕ_n は等間隔直線アレーアンテナの場合、上式【数3】で与えられる。

【0034】次いで、受信信号Sを準同期検波し、ディ

$$e_n \propto \frac{e^{-j2\pi \frac{x_n}{\lambda} \sin \theta}}{a_n N} \sum_{\ell=1}^N e^{-j2(n-1)(\ell-1)\pi/N} S \cdot s_{\ell}^*$$

【0025】よって、較正係数は下式【数6】で与えられる。

【0026】

【数6】

し、A/Dコンバータによってデジタル信号に変換した受信信号をデジタル信号処理部42へ供給し、このデジタル信号処理部42では、この受信信号Sを用いて送信アンテナ各系統における振幅・位相の不均一性を相殺するための較正係数を演算し、送信系30に送るのである。

【0031】上述した送信系30においては、N個の同期直交複素ベースバンド信号 S_i ($i=1, 2, \dots, N-1, N$)をデジタル信号処理部31に入力し、各信号をそれぞれN個複製し、信号 S_i の隣接素子間位相差が「 $2(i-1)\pi/N$ 」($i=1, 2, \dots, N-1, N$)となるように位相を与え、各系統に出力し、適当なサイドローブ特性を持たせるための所定の励振振幅係数 a_i

(実数)を乗算する。デジタル信号処理部31からアンテナ素子#1～#Nまでの各系統がもつ振幅と位相の不均一性を複素数で表わした係数を e_i 。とすると、各アンテナ素子#1～#Nから放射され、空間的に合成され、各信号 S_i に対応したN本の直交マルチビームが形成される。送信アンテナ正面から θ の方向に配置された受信系40のアンテナ素子41で受信される信号Sは下式【数7】で与えられる。

【0032】

【数7】

ジタル信号処理部42において、受信側であらかじめ用意された送信信号S。と複素相関(時間平均)をとると、上式【数4】の関係から、不均一成分を表わす係数 e_i は下式【数8】で計算される。

【0035】

【数8】

【0036】 によって、較正係数は下式【数9】で与えられる。

【0037】

【数9】

$$\hat{e}_n = \frac{1}{e_n} \propto a_n N e^{j2\pi \frac{x_n}{\lambda} \sin \theta} \frac{\left(\sum_{\ell=1}^N e^{-j2(n-1)(\ell-1)\pi/N} S \cdot S_{\ell}^* \right)^*}{\left| \sum_{\ell=1}^N e^{-j2(n-1)(\ell-1)\pi/N} S \cdot S_{\ell}^* \right|^2} = a_n e^{j\phi_n} \frac{v_n^*}{|v_n^*|^2}$$

【0038】 上式【数9】より、受信信号Sとあらかじめ受信側で用意された送信信号S₀との複素相関をとった後、空間的な離散フーリエ変換(DFT)を施し、複素共役をとり、適当な振幅・位相の重み付けを行い、出力された較正係数を送信系30に送り、各系統に乗算することにより素子の不均一性を打ち消すことができる。

【0039】 上記第2実施形態の具体例として、半波長間隔の直線アレーアンテナ(4素子)のキャリブレーションを行ったシミュレーション結果を示す。

【0040】 図3に示すのは、各アンテナ素子の不均一がない場合の理想的な送信直交マルチビームパターンで、下掲の【表1】のように各素子に振幅と位相の偏差を与えた場合、送信マルチビームパターンは図4のようになる。

【0041】

【表1】

表1 送信アンテナ各素子の初期偏差

素子番号	#1	#2	#3	#4
相対振幅比	4	2	1.33	1
相対位相(°)	0	45	90	135

【0042】 そして、送信系30のアレーアンテナ正面から20°の方向に受信系40のアンテナ素子41を配置し、上述した所定の演算を行って生成した較正係数に基づく較正を行った後の送信マルチビームパターンは図5に示すようになり、ビームパターンが改善されていることがわかる。

【0043】

【発明の効果】 以上説明したように、請求項1～請求項4に係る送信アレーアンテナの較正方法によれば、以下のような特有の効果を奏する。

【0044】 (1) 受信系で受けた受信信号を利用して

較正係数を求めるため、遠隔操作により送信アレーアンテナの較正が可能である。

【0045】 (2) 受信系でデジタル信号処理による一括処理を行って較正係数を求めるので、較正係数の計算が高速である。

【0046】 (3) 受信系で行う較正係数の計算においては、閉ループ回路を構成しないため、動作が安定である。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に係る送信アレーアンテナの較正方法を具現化できる送信系と受信系からなる第1実施形態である。

【図2】 本発明に係る送信アレーアンテナの較正方法を具現化できる送信系と受信系からなる第2実施形態である。

【図3】 振幅・位相特性が均一な場合の半波長間隔4素子直線アレーアンテナの送信直交マルチビームパターン図である。

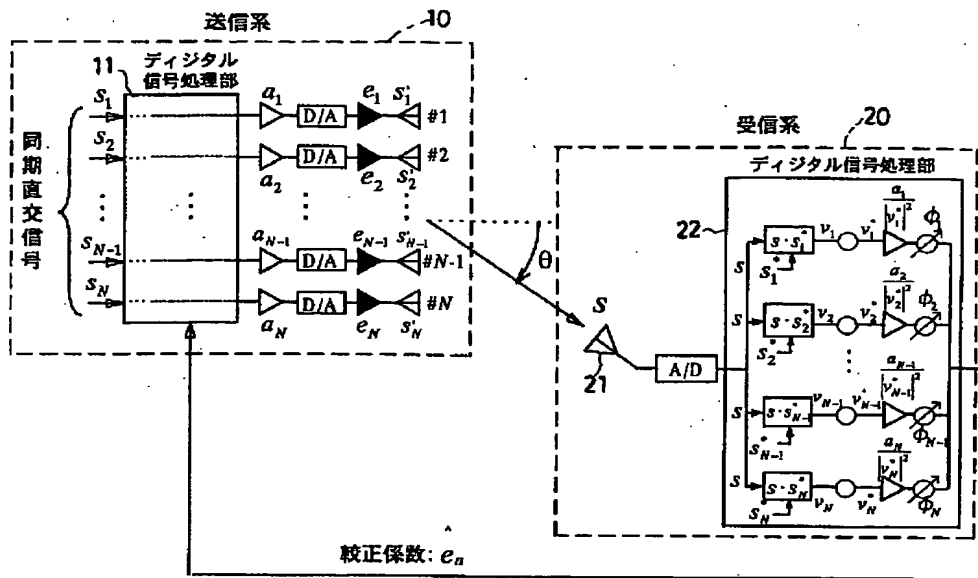
【図4】 振幅・位相特性が不均一な場合の半波長間隔4素子直線アレーアンテナの送信マルチビームパターン図である。

【図5】 較正後における半波長間隔4素子直線アレーアンテナの送信マルチビームパターン図である。

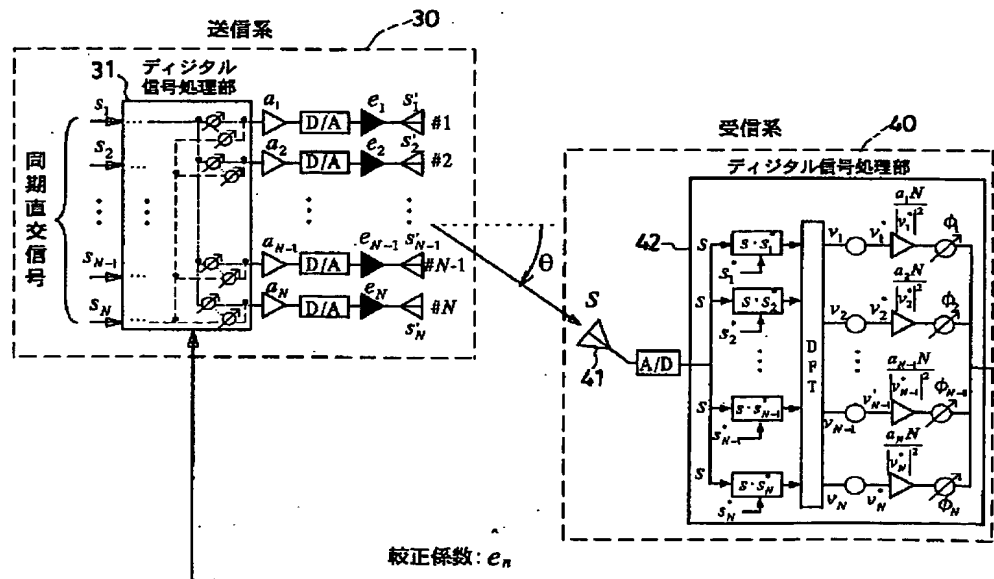
【符号の説明】

- 10 送信系
- 11 デジタル信号処理部
- 20 受信系
- 21 アンテナ素子
- 22 デジタル信号処理部
- 30 送信系
- 31 デジタル信号処理部
- 40 受信系
- 41 アンテナ素子
- 42 デジタル信号処理部

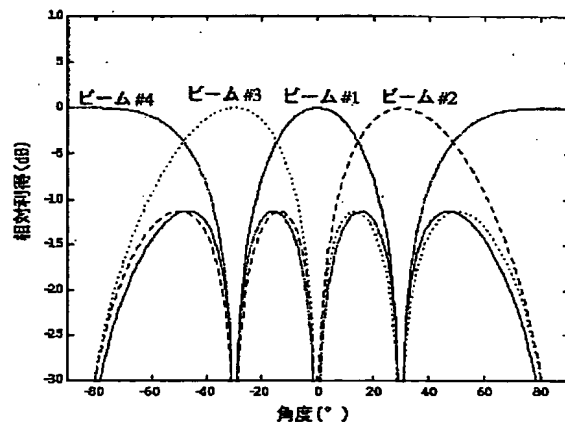
【図1】



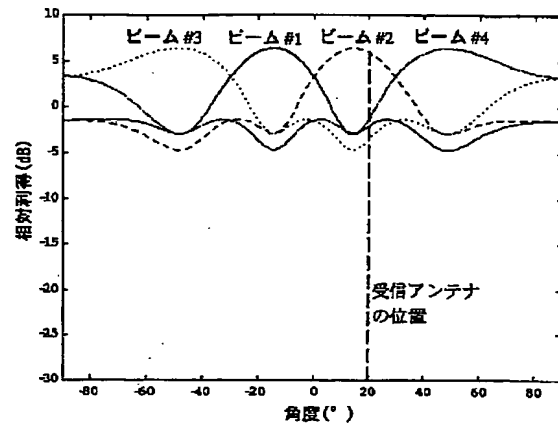
【図2】



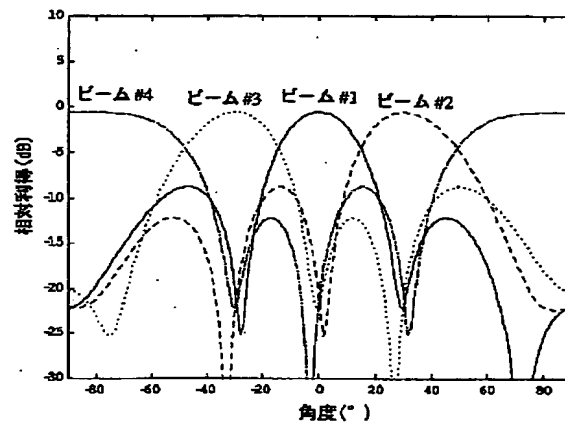
【図3】



【図4】



【図5】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開 平9-121195 (JP, A)
 信学技報A. P97-96 (1997-09)、
 「最大比合成ウェイトを用いたDBF受信
 アンテナ較正法の検討」、三浦
 龍ほか、電子情報通信学会技術研究報
 告、Vol. 97、No. 259、第19～26
 頁、1997年9月18日発行

(58)調査した分野(Int. Cl.⁷, DB名)

H01Q 3/26
 H04B 1/04
 H04B 7/08
 H04B 15/00